

实际 COSPAS-SARSAT 信号 TOA 估计算法研究

王 堃* 吴嗣亮 侯建刚
(北京理工大学雷达技术研究所 北京 100081)

摘要: 该文针对伽利略搜救系统中 TOA 高精度估计的需求, 考虑了实际接收的 COSPAS-SARSAT 信号中信息位宽的不确定度和调制不对称度, 提出了基于多维联合极大似然估计的 TOA 估计算法。文章首先介绍了含调制不对称度的 COSPAS-SARSAT 信号模型, 然后推导了算法原理, 并给出了具体的实现过程。Monte Carlo 仿真结果表明, 在 34.8 dBHz 的处理门限、调制不对称度为 5% 和 -5% 的极端条件下该算法得到的 TOA 估计的均方根误差小于 13.5 μs , 满足 15 μs 的系统指标要求, 优于其他算法的估计精度。

关键词: 信号处理; TOA; 信息位宽; 调制不对称度; 多维联合极大似然估计

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)11-2647-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00338

Research on TOA Estimation Algorithm for Actual COSPAS-SARSAT Signal

Wang Kun Wu Si-liang Hou Jian-gang

(Radar Technology Institute, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: According to the high precision demand of estimating TOA in Galileo Search And Rescue (SAR) system, and considering the uncertainty of message bit width and the asymmetry degree of modulation in actual COSPAS-SARSAT signal, a new TOA estimation algorithm based on Multiple dimensions Joint Maximum Likelihood Estimation (MJMLE) algorithm is proposed. The COSPAS-SARSAT signal model containing the asymmetry degree of modulation is introduced first. Then the principle of the algorithm is derived and the concrete realization is given. Monte Carlo simulation results show that when Carrier to Noise Ratio (CNR) equals to the threshold of 34.8 dBHz and the asymmetry degree of modulation is the extreme condition with 5% and -5%, root-mean-square errors (rmse) of TOA estimation of this algorithm is less than 13.5 μs , which can satisfy the system requirement of 15 μs and better than that of other estimation algorithms.

Key words: Signal processing; TOA; Message bit width; Asymmetry degree of modulation; Multiple dimensions Joint Maximum Likelihood Estimation (MJMLE)

1 引言

伽利略搜救系统主要由用户信标机、星上系统、MEOLUT (Medium-altitude Earth Orbit Local User Terminal) 地面站、任务控制中心和地面救援中心组成^[1]。用户遇险时信标机发出求救信号, 星上系统将接收到的信标信号转发至 MEOLUT 地面站, 地面站完成对信标信号的检测、信标信息提取和信标机定位^[2], 并将结果报送至任务控制中心和地面救援中心。MEOLUT 地面站对信标机的定位主要依靠对信标信号 FOA 和 TOA 的估计来完成^[3], 因此, 如何精确地估计出 TOA 是实现信标机高精度定位的关键之一。

对于 TOA 估计, 文献[4]指出采用基于极大似然准则的时延相关算法可获得 TOA 的精确估计, 文献[5,6]研究了基于 TP (纯载波和位帧同步信息) 的时延估计方法, 文献[7,8]研究了基于 TPD (纯载波、位帧同步信息和用户信息) 的时延估计方法, 并得到了基于 TPD 的 TOA 估计精度更好的结论, 但上述两种方法都没有考虑实际信号中信息位宽的不确定度对 TOA 估计的影响。文献[9-11]对考虑实际信号中信息位宽不确定度的重要性进行了说明, 并分别采用基于 TP 和基于 TPD 的时延估计方法得到了 TOA 的估计结果, 然而却都没有考虑调制不对称度对 TOA 估计的影响。根据信标规范^[12], 实际接收的信标信号中信息位宽为 (2.5 ± 0.025) ms, 信标信息经曼彻斯特编码调制时可能是非对称调制, 即调制不对称度不为 0, 而 TOA 定义为第 24 位信标信息的

2011-04-11 收到, 2011-08-22 改回

*通信作者: 王堃 liuyishou@bit.edu.cn

结束时刻,那么,如果只考虑接收信号中信息位宽的不确定度而不考虑调制不对称度,得到的 TOA 估计精度会急剧恶化。因此,对于实际接收的信标信号,必须同时对信息位宽和调制不对称度进行估计才能获得 TOA 的精确估计。

本文同时考虑信息位宽的不确定度和调制不对称度,研究了 COSPAS-SARSAT 信号 TOA 的估计算法。文章首先提出了含调制不对称度的实际 COSPAS-SARSAT 信号模型,然后提出了基于多维联合极大似然估计的 TOA 估计算法,推导了算法原理,并根据参数间的相关性将算法分为两步,最后通过 Monte Carlo 仿真验证了本文算法的良好估计性能,并给出结论。

2 COSPAS-SARSAT 信号模型

伽利略搜救系统中用户信标机发射的 COSPAS-SARSAT 信号的结构可参考文献[12]。由于信标信号中载波偏移变化率很小^[12],故可忽略载波偏移的变化,用信标信号持续时间内的平均载波偏移来表示接收信号,那么实际接收到的基带数字信标信号可表示为

$$\begin{aligned} r(n) &= s(n) + w(n) \\ &= A \exp[j2\pi\bar{f}_d n T_s + j\phi(n, T_b, \tau_0, \eta) + j\phi_0] \\ &\quad \cdot \Pi\left[\frac{nT_s - \frac{L-88}{2}T_b - \tau_0}{(L+88)T_b}\right] + w(n) \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $s(n)$ 为信标信号, $w(n)$ 为均值为 0、方差为 $2\sigma^2$ 的复高斯白噪声, $\Pi(t/T) = \begin{cases} 1, & -T/2 \leq t < T/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$,

表示矩形窗函数, A 为信号幅度, \bar{f}_d 为平均载波偏移, T_s 为采样间隔, T_b 为信息位宽, τ_0 为信标信号第 24 个数据位的结束时刻,即 TOA, $|\eta| = |t_1 - t_2|/T_b \leq 5\%$ 为调制不对称度,其中 t_1 为信标信息经曼彻斯特编码后一个信息位宽时长内正相位的持续时间, t_2 为相应的负相位持续时间, ϕ_0 为初始相位(可为任意值), L 为不包含位帧同步信息的用户信息序列长度(短信息 $L = 88$, 长信息 $L = 120$), $\phi(n, T_b, \tau_0, \eta)$ 为载波相位调制序列,可表示为

$$\phi(n, T_b, \tau_0, \eta) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{L+24} 1.1b_k p_{\text{man}}(nT_s + (25-k)T_b - \tau_0, b_k, \eta), & -24T_b \leq nT_s - \tau_0 < LT_b \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

其中 $b_k = \pm 1$ 为第 k 位信息, $p_{\text{man}}(t, b_k, \eta) =$

$$\Pi\left[\frac{t - \frac{1 + \text{sgn}(b_k)\eta}{4}T_b}{\frac{1 + \text{sgn}(b_k)\eta}{2}T_b}\right] - \Pi\left[\frac{t - \frac{3 + \text{sgn}(b_k)\eta}{4}T_b}{\frac{1 - \text{sgn}(b_k)\eta}{2}T_b}\right], \text{表示}$$

曼彻斯特脉冲, $\text{sgn}(b_k)$ 表示 b_k 的符号。

式(1)中待估计的参数有平均载波偏移(\bar{f}_d)、信息位宽(T_b)、信标信号的 TOA(τ_0)、调制不对称度(η)、初相(ϕ_0),并由它们确定第 24 个数据位结束时刻的载波偏移,即 FOA。

3 基于多维联合极大似然估计(MJMLE)的 TOA 估计算法

接收信号中未知参数较多,如果对这些参数逐个进行估计然后再得到 TOA 的估计值,那么估计过程将十分复杂,并且估计精度得不到保证,因而需同时对多个未知量进行估计,即联合估计。

假设接收信号中信标信号起始之前和结束之后均为噪声,那么式(1)可表示为

$$r(n) = \begin{cases} w(n), & n = 0, 1, \dots, N_0 - 1 \\ s(n) + w(n), & n = N_0, N_0 + 1, \dots, N_0 + M - 1 \\ w(n), & n = N_0 + M, N_0 + M + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (3)$$

其中 $N_0 = \left\lfloor \frac{\tau_0 - 88T_b}{T_s} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{t_0}{T_s} \right\rfloor$ 为信标信号起始时刻对应的采样点值, t_0 为信标信号前的噪声时长,

$M = \left\lfloor \frac{(88+L)T_b}{T_s} \right\rfloor$ 为信标信号时长对应的采样点数,

且 $M \gg N_0$, N 为接收信号序列长度。

令 $\theta = [A, \bar{f}_d, T_b, \tau_0, \eta, \phi_0]$ 为式(1)中的未知参数矢量,那么由式(3)可得未知参数 θ 的联合概率密度函数(似然函数)为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{r}; \theta) &= \prod_{n=0}^{N_0-1} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}|r(n)|^2\right] \\ &\quad \cdot \prod_{n=N_0}^{N_0+M-1} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}|r(n) - s(n)|^2\right] \\ &\quad \cdot \prod_{n=N_0+M}^{N-1} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}|r(n)|^2\right] \\ &= \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}|r(n)|^2\right] \cdot \prod_{n=N_0}^{N_0+M-1} \frac{1}{2\pi\sigma^2} \\ &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}[-r(n)s^*(n) - r^*(n)s(n) + |s(n)|^2]\right\} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 \mathbf{r} 为接收信号序列。

由于接收信号 $r(n)$ 已知,于是对未知参数的极大似然估计即为寻找 $\hat{\theta} = [\hat{A}, \hat{\bar{f}}_d, \hat{T}_b, \hat{\tau}_0, \hat{\eta}, \hat{\phi}_0]$ 使似然函数 $p(\mathbf{r}; \theta)$ 取极大值的过程,亦即求解如下非线性

优化问题:

$$\begin{aligned} & \tilde{A}, \tilde{f}_d, \tilde{T}_b, \tilde{\tau}_0, \tilde{\eta}, \tilde{\phi}_0 \\ & = \arg \min_{A, \tilde{f}_d, \tilde{T}_b, \tilde{\tau}_0, \tilde{\eta}, \tilde{\phi}_0} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[-r(n)s^*(n) - r^*(n)s(n) + |s(n)|^2 \right] \end{aligned} \quad (5)$$

考虑到式(1)中函数 $\Pi(\bullet)$ 的作用是确定信标信号范围, 而以下讨论全部针对信标信号进行, 为方便推导, 将函数 $\Pi(\bullet)$ 去掉并记 $s_{\text{TPD}}(n) = \exp(j2\pi\tilde{f}_d n T_s + j\phi(n, T_b, \tau_0, \eta))$, 那么 $s(n)$ 可表示为

$$s(n) = A s_{\text{TPD}}(n) e^{j\phi_0} \quad (6)$$

同时记

$$J(\theta) = \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[-r(n)s^*(n) - r^*(n)s(n) + |s(n)|^2 \right] \quad (7)$$

将式(6)代入式(7)化简可得

$$\begin{aligned} J(\theta) & = \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[-r(n)A e^{-j\phi_0} s_{\text{TPD}}^*(n) \right. \\ & \quad \left. - r^*(n)A e^{j\phi_0} s_{\text{TPD}}(n) + A^2 \right] \end{aligned} \quad (8)$$

分别对式(8)关于 A 和 ϕ_0 求偏导并令其为零可解得

$$\begin{aligned} A & = \frac{1}{2M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[r(n)e^{-j\phi_0} s_{\text{TPD}}^*(n) + r^*(n)e^{j\phi_0} s_{\text{TPD}}(n) \right] \\ e^{j\phi_0} & = \sqrt{\frac{\sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n)}{\sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r^*(n)s_{\text{TPD}}(n)}} \end{aligned} \quad (9)$$

直接将式(9)代入式(8)化简计算太复杂, 于是令 $A_0 = A e^{j\phi_0}$, 再将式(6)代入式(7)化简可得

$$J(\theta) = \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[-r(n)A_0 s_{\text{TPD}}^*(n) - r^*(n)A_0 s_{\text{TPD}}(n) + |A_0|^2 \right] \quad (10)$$

而由式(9)可得

$$\begin{aligned} A_0 & = A e^{j\phi_0} = \frac{1}{2M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[r(n)e^{-j\phi_0} s_{\text{TPD}}^*(n) \right. \\ & \quad \left. + r^*(n)e^{j\phi_0} s_{\text{TPD}}(n) \right] e^{j\phi_0} \\ & = \frac{1}{2M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) + r^*(n)e^{2j\phi_0} s_{\text{TPD}}(n) \right] \\ & = \frac{1}{2M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) + r^*(n) \left(\sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \cdot s_{\text{TPD}}(n) \right) / \left(\sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r^*(n)s_{\text{TPD}}(n) \right) \right] s_{\text{TPD}}(n) \\ & = \frac{1}{M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \end{aligned} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)化简可得

$$\begin{aligned} J(\theta) & = \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \left[-r(n) \left(\frac{1}{M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right)^* \right. \\ & \quad \left. \cdot s_{\text{TPD}}^*(n) - r^*(n) \left(\frac{1}{M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right) \right. \\ & \quad \left. \cdot s_{\text{TPD}}(n) + \left| \frac{1}{M} \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right|^2 \right] \\ & = -\frac{1}{M} \left| \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

那么, $\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta$ 的极大似然估计可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{f}_d, \tilde{T}_b, \tilde{\tau}_0, \tilde{\eta} & = \arg \min_{\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta} \left[-\frac{1}{M} \left| \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right|^2 \right] \\ & = \arg \max_{\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta} \frac{1}{M} \left| \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

由式(13)可知, 对 $\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta$ 的多维联合极大似然估计即为寻找不同的 $\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta$ 使 $(1/M) \cdot \left| \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} r(n)s_{\text{TPD}}^*(n) \right|^2$ 取极大值的过程。式(13)中 M 一定, 上述估计过程可采用频率、信息位宽、延时、调制不对称度 4 维网格搜索法来实现, 即生成含有不同频率、信息位宽、时延和调制不对称度的本地信号与接收信号作相关运算, 并求相关结果的模平方, 模平方最大值对应的频率、信息位宽、延时、调制不对称度即为 $\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta$ 的极大似然估计值。

由于在完成信号检测的同时得到了 \tilde{f}_d, T_b, τ_0 的粗略估计值 $\tilde{f}_{d1}, \tilde{T}_{b1}, \tilde{\tau}_{01}$ ^[13], 并在此基础上提取了用户信息^[14], 利用得到的 \tilde{f}_{d1} 对接收信号进行下变频和低通滤波后可得到含有一定残留载波偏移的零基带接收信号。利用得到的用户信息生成含用户信息的本地数据, 根据 $\tilde{f}_{d1}, \tilde{T}_{b1}, \tilde{\tau}_{01}$ 的误差范围和调制不对称度的范围进行频率、信息位宽、延时、调制不对称度 4 维搜索, 可得到 $\tilde{f}_d, T_b, \tau_0, \eta$ 的估计 $\tilde{f}_d, \tilde{T}_b, \tilde{\tau}_0, \tilde{\eta}$, 从而获得 TOA 的最终估计。由于频率和信息位宽、时延相关性较小, 考虑到 $\tilde{f}_{d1}, \tilde{T}_{b1}, \tilde{\tau}_{01}$ 的误差范围较大, 直接进行 4 维搜索时计算量较大, 为减小计算量, 将估计过程分成如下两步进行。

(1) 第 1 步暂不考虑调制不对称度的影响, 生成的本地信号包括纯载波、位帧同步信息和用户信息, 根据 $\tilde{f}_{d1}, \tilde{T}_{b1}, \tilde{\tau}_{01}$ 的估计误差进行频率、信息位宽、时延 3 维搜索, 得到 \tilde{f}_d, T_b, τ_0 的第 1 步估计值 $\tilde{f}_{d1}, \tilde{T}_{b2}, \tilde{\tau}_{02}$ 。

(2) 第 2 步不再进行频率搜索, 生成的本地信号只包括位帧同步部分和用户信息。根据第 1 步估计

得到的 $\tilde{f}_d, \tilde{T}_{b2}, \tilde{\tau}_{02}$ 以及调制不对称度的范围进行信息位宽、时延、调制不对称度 3 维搜索, 得到 TOA 的精确估计值 $\tilde{\tau}_0$ 。

此过程中, 不论信标信号是长信号还是短信号, 只使用前 88 位用户信息(对应短信号用户信息长度)生成本地信号进行相关计算, 这样就不需要根据信号长短格式调整相关数据的长度。

4 仿真实验

仿真条件: 长格式信标信号, 用户信息随机变化, 采样率 $f_s = 200$ kHz, 多普勒频率 f_d 在 $-50 \sim 50$ kHz 范围内随机变化, 多普勒频率变化率 $f'_d = 0.7$ Hz/s, 信息位宽 T_b 在 (2.5 ± 0.025) ms 范围内随机变化, 调制不对称度取极端情况, 即 5% 和 -5%, TOA 时刻相对于信标信号起始为 $TOA = 88T_b$, 生成的复基带信标信号后根据载噪比叠加复高斯白噪声, 生成接收信号。根据信号检测时得到 \tilde{f}_d 的粗略估计值 \tilde{f}_{d1} 对接收信号进行下变频和低通滤波, 滤波器通带 2.2 kHz, 阻带 2.8 kHz, 带内起伏 0.5 dB, 阻带抑制 30 dB。

第 1 步过程中, 为减小运算量, 对接收信号和本地生成信号 12 倍降采样后进行频率、信息位宽、时延 3 维搜索, 其中相关运算点数为 7210 点, 得到相关结果的模平方后采用文献[11]中的体积重心算法计算各维参数的估计值以突破采样间隔的限制, 减小估计误差。3 维搜索时各维的搜索范围应包含 $\tilde{f}_{d1}, \tilde{T}_{b1}, \tilde{\tau}_{01}$ 的误差范围, 为保证裕量, 单侧频率搜索范围为 1.2 Hz, 搜索步进 0.2 Hz; 单侧信息位宽搜索范围为 14 μ s, 搜索步进 0.5 μ s; 单侧延时搜索范围为 2 ms, 搜索步进 60 μ s; 计算体积重心的门限系数为 0.96。不同载噪比下分别进行 10^4 次 Monte Carlo 仿真, 得到的信息位宽、TOA 估计的统计性能分别如图 1, 图 2 所示。

第 2 步不再进行频率搜索, 生成的本地信号只

包括位帧同步部分和前 88 位用户信息。先根据第 1 步估计得到的 TOA 估计结果在接收信号中截取位帧起始时刻之后的接收信号, 然后进行信息位宽、时延、调制不对称度 3 维搜索, 其中相关计算点数为 55418。信息位宽和时延维的搜索范围根据第 1 步得到的信息位宽和 TOA 的估计误差确定, 根据图 1, 图 2, 单侧信息位宽搜索范围为 2 μ s, 搜索步进 0.25 μ s; 单侧延时搜索范围为 100 μ s, 搜索步进 5 μ s; 单侧调制不对称度搜索范围为 10%, 搜索步进 0.2%; 计算体积重心的门限系数为 0.996。不同载噪比下分别进行 10^4 次 Monte Carlo 仿真, 将得到的信息位宽和 TOA 估计的统计性能与相同条件下采用文献[11]中方法得到的 TOA 的估计性能进行比较, 结果如图 3, 图 4 所示。图 4 中还给出了理想条件下采用基于 TPD 的时延估计方法得到的 TOA 估计的统计性能, 即接收信号和本地信号中信息位宽均为理想值, 调制不对称度为 0, 采用基于 TPD 的时延估计方法对 TOA 进行估计。

由图 4 可知, 若只考虑信息位宽的不确定度而不考虑调制不对称度, 载噪比为 34.8 dBHz, 调制不对称度为 5% 和 -5% 时采用文献[11]中方法得到的 TOA 估计误差约为 18 μ s, 超出了 15 μ s 的指标要求; 而相同条件下采用本文算法得到的 TOA 估计误差约为 13.5 μ s, 优于指标要求, 接近于理想条件下采用基于 TPD 的时延估计方法得到 TOA 估计误差, 较文献[11]方法得到的 TOA 估计误差有明显提高。这充分证明了本文算法的良好估计性能, 也说明在考虑信息位宽不确定度的同时必须考虑调制不对称度才能获得 TOA 的精确估计。

5 结论

本文同时考虑了实际接收的 COSPAS-SARSAT 信号中信息位宽的不确定度和调制不对称度, 提出了基于多维联合极大似然估计的 TOA 估

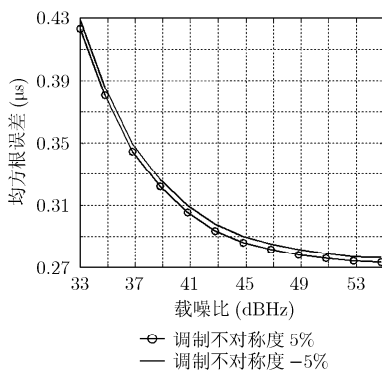


图 1 信息位宽第 1 步估计的均方根误差

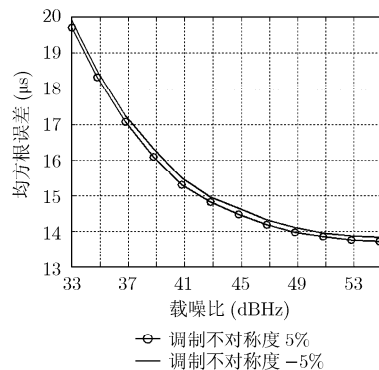


图 2 TOA 第 1 步估计的均方根误差

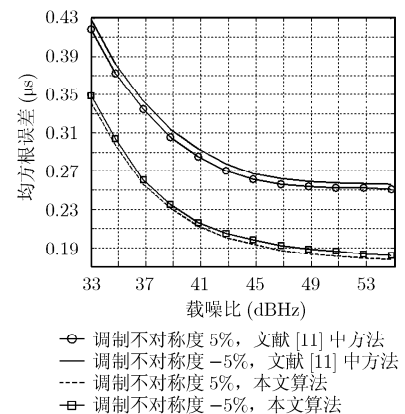


图 3 信息位宽第 2 步估计的均方根误差

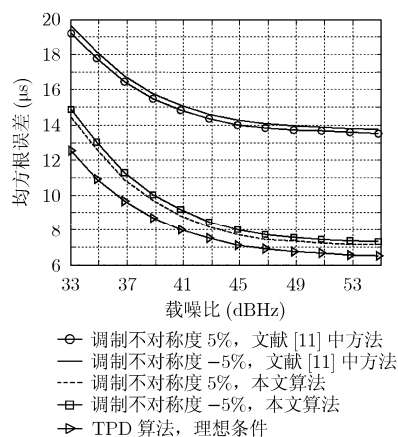


图 4 最终 TOA 估计的均方根误差

计算法, 仿真验证结果表明, 在载噪比为 34.8 dBHz 的处理门限、调制不对称度为 5% 和 -5% 的极端条件下该算法的 TOA 估计误差小于 $13.5 \mu\text{s}$, 优于 $15 \mu\text{s}$ 的系统指标要求, 为信标机的高精度定位提供了保障。

参 考 文 献

- [1] 林墨, 刘绍波, 尚丽娜, 等. 伽利略卫星导航系统搜索与救援服务中国区性能分析[J]. 遥测遥控, 2009, 30(3): 2-4.
Lin Mo, Liu Shao-bo, Shang Li-na, *et al.* Performance analysis of the Galileo system search and rescue service in China[J]. *Journal of Telemetry, Tracking and Command*, 2009, 30(3): 2-4.
- [2] Maqsood A. Satellite-aided Search And Rescue(SAR) system[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2007, 22(8): 3-8.
- [3] Lewandowski A, Niehofer B, and Wietfeld C. Galileo/SAR: performance aspects and new service capabilities[J]. *International Journal of Satellite Communications and Networking*, 2010, 28(6): 1-8.
- [4] Granados G S, Rubio J A F, and Prades C F. ML estimator and hybrid beamformer for multipath and interference mitigation in GNSS receivers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(3): 1194-1208.
- [5] Prades C F, Closas P, and Rubio J A F. Advanced signal processing techniques in local user terminals for search & rescue systems based on MEO satellites[C]. ION GNSS 18th International Technical Meeting of Satellite Division, Long Beach, USA, Sept. 13-16, 2005: 1349-1360.
- [6] Gomez P C, Prades C F, and Rubio J A F. Design of local user terminals for search and rescue systems with MEO satellites[C]. The 2nd ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies(NAVITEC), Noordwijk, Netherlands, Dec. 8-10, 2004: 1-10.
- [7] Prades C F, Gomez P C, and Rubio J A F. Time-frequency estimation in the Cospas-Sarsat system using antenna arrays: variance bounds and algorithms[C]. The 13th European Signal Processing Conference, Antalya, Turkey, Sept. 4-8, 2005: 1-4.
- [8] Liu Gang, He Bing, Feng Hui, *et al.* A novel TOA estimation algorithm for SAR/Galileo system[C]. IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Suntec, Singapore, Oct. 12-15, 2008: 3554-3557.
- [9] Hu Nan-sai, Dong Zhi-hong, and Wu Si-liang. A SAR/Galileo alerting-beacons detection and parameter preliminary estimation method using bit-frame synchronization pattern[C]. European Navigation Conference-Global Navigation Satellite Systems (ENC-GNSS), Naples, Italy, May 3-6, 2009: 1-5.
- [10] 董智红, 魏子翔, 孙昕. 伽利略搜救信号联合精估算法设计[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(8): 362-367.
Dong Zhi-hong, Wei Zi-xiang, and Sun Xin. Design of a joint estimation algorithm of FOA and TOA in Galileo SAR system[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2010, 31(8): 362-367.
- [11] Wang Kun, Dong Zhi-hong, and Wu Si-liang. Research on FOA TOA estimation algorithm of Galileo SAR Signal[C]. The 2nd International Conference on Information Engineering and Computer Science, Wuhan, China, Dec. 25-26, 2010: 1450-1454.
- [12] Cospas-Sarsat Council. Specification for Cospas-Sarsat 406 MHz Distress Beacons. [EB/OL]. http://www.cospas-sarsat.org/images/stories/SystemDocs/Current/t1oct28.10_completedocument.pdf. 2011.2.15.
- [13] 董智红, 王剑, 孙昕. 伽利略搜救信号检测算法设计[J]. 北京理工大学学报, 2010, 30(8): 969-973.
Dong Zhi-hong, Wang Jian, and Sun Xin. Design of signal detection methods in Galileo SAR system[J]. *Transaction of Beijing Institute of Technology*, 2010, 30(8): 969-973.
- [14] 董智红, 杨娜, 崔巍, 等. 伽利略搜救信号解调解码算法设计[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(8): 357-361.
Dong Zhi-hong, Yang Na, Cui Wei, *et al.* Design of modulation-decoding algorithm in Galileo SAR system[J]. *Chinese Journal of Science Instrument*, 2010, 31(8): 357-361.

王 堃: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为伽利略搜救信号处理技术研究。

吴嗣亮: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理理论与技术、目标探测与识别理论与技术研究。

侯建刚: 男, 1975 年生, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为数字信号处理技术研究与应用。